

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09046271 A**(43) Date of publication of application: **14 . 02 . 97**

(51) Int. Cl.

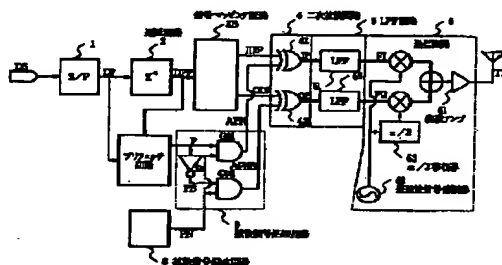
H04B 1/707
H04L 27/20
(21) Application number: **07193700**(71) Applicant: **NEC CORP**(22) Date of filing: **28 . 07 . 95**(72) Inventor: **SUDA TAKAYORI**(54) **SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER**

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve power efficiency and frequency using efficiency and to enable using a matched filter for a reception circuit by providing a means arranging a modulation signal at a prescribed signal point by the combination of the respective bit values of a symbol.

SOLUTION: A delay circuit 2 delays a parallel data signal DP supplied from an S/P converter 1 by the part of one symbol clock to supply a delay signal DDP for a signal mapping circuit 3B. A prefetch circuit generates a prefetch signal P of a prescribed value corresponding to the combination of the bit values of the signal DP. A spreading code processing circuit 9 generates an inversion signal PB in response to the supply of the signal P to take AND of each of the signals P and PB and a spreading code PN to supply spreading signals APN and APNB for a quadratic spreading circuit 4. A 2^n -phase shift keying means arranging the modulation signal at the signal point of 2^n by the combination of the respective bits of the symbol is provided like this to realize a modulation system where the point of an amplitude 0 does not pass at the phase change in secondary spreading.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-46271

(43)公開日 平成9年(1997)2月14日

(51)Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B	1/707		H 0 4 J 13/00	D
H 0 4 L	27/20		H 0 4 L 27/20	Z

審査請求 有 請求項の数4 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平7-193700

(22)出願日 平成7年(1995)7月28日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 須田 敬偉

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

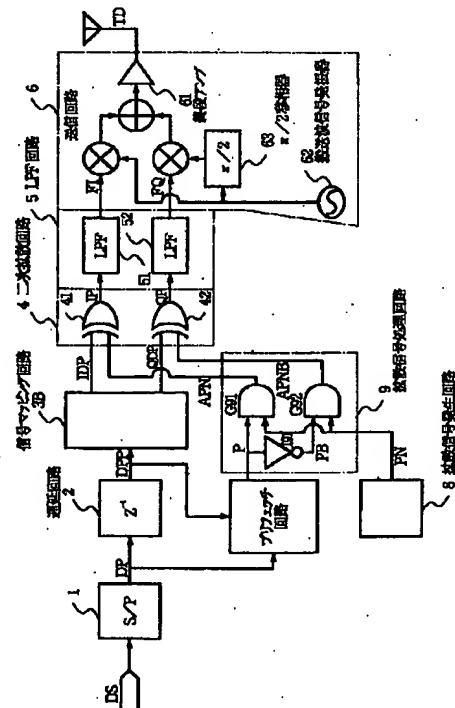
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】 スペクトラム拡散送信機

(57)【要約】

【課題】 振幅0の点を通過しない変調方式を実現し送信機の電力効率及び周波数使用効率を向上させ、受信回路にマッチドフィルタの使用を可能とする。

【解決手段】 データ信号D Pを1シンボル期間遅延させ遅延データ信号D D Pを生成する遅延回路2と、データ信号D Pのビット値の組合せに対応する値のプリフェッチ信号Pを出力するプリフェッチ回路7と、プリフェッチ信号P、反転プリフェッチ信号P Bの各々と拡散符号P Nとの論理積をとり拡散信号A P N、A P N Bを生成する拡散符号処理回路9とを備える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 データ信号を同相位相と直交位相とから成る同相直交座標系にマッピングし同相データ信号と直交データ信号とを生成する信号マッピング回路と、第 1 および第 2 の拡散信号の供給にตอบสนองして前記同相データ信号および直交データ信号の各々を掛合せて二次拡散し同相および直交拡散データ信号の各々を生成する二次拡散回路とを備え、前記同相および直交拡散データ信号の各々を変調信号とし搬送波信号を前記同相直交座標系で表す変調信号配置の原点を通らないように変調して送信信号を生成するスペクトラム拡散送信機において、連続する入力データ信号を n ビット毎のシンボルに分割しこのシンボルの各ビット値の組合せによって前記変調信号を前記変調信号配置における 2^n の信号点に配置する 2^n 相位相偏移変調手段を備えることを特徴とするスペクトラム拡散送信機。

【請求項 2】 前記 2^n 相位相偏移変調手段が、前記入力データ信号を 1 シンボル期間遅延させ前記データ信号を生成する遅延回路と、前記入力データ信号の供給にตอบสนองしてこの入力データ信号を構成するビット値の組合せに対応する所定値のプリフェッチ信号を出力するプリフェッチ回路と、前記プリフェッチ信号およびこのプリフェッチ信号を反転した反転プリフェッチ信号の各々と拡散符号との論理積をとり前記第 1 および第 2 の拡散信号を生成する拡散符号処理回路 9 とを備えることを特徴とする請求項 1 記載のスペクトラム拡散送信機。

【請求項 3】 前記二次拡散回路が、前記第 1 および第 2 の拡散信号の供給にตอบสนองして前記同相データ信号および直交データ信号の各々の位相を $+90^\circ$ と -90° のいずれか一方に回転して前記同相および直交拡散データ信号の各々を生成する 90° 位相変換器を備えることを特徴とする請求項 1 記載のスペクトラム拡散送信機。

【請求項 4】 前記拡散符号処理回路が、前記プリフェッチ信号を反転して反転プリフェッチ信号を生成するインバータと、前記プリフェッチ信号、反転プリフェッチ信号の各々と前記拡散符号との論理積をそれぞれとり前記第 1、第 2 の拡散信号を生成する第 1 および第 2 の AND 回路とを備えることを特徴とする請求項 2 記載のスペクトラム拡散送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はスペクトラム拡散送信機に関し、特に拡散符号で二次拡散する直接拡散方式のスペクトラム拡散送信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、各種放送や公共通信に加えて、携帯電話やパーソナルコンピュータなど個人ユースの通信が広まり、それに比例して有線、無線通信システムの通

信容量の拡大が望まれている。特に無線通信は携帯装置の通信機能として今後大きな需要が見込まれている。しかし、無線通信は周波数帯域という限られた資源を使用するため、その使用効率のアップと隣接地域または隣接周波数帯域の無線通信による妨害対策が大きな課題となっている。

【0003】 デジタル多重通信方式は上記問題を解決し周波数帯域の利用効率を高める有効な方式であり、これには時分割多重 (TDM)、周波数分割多重 (FDM)、符号分割多重 (CDM) などがある。この中で CDM は、送受信機間で予め定められた符号を基にデータ信号を拡散・逆拡散するいわゆるスペクトラム拡散変調方式と呼ばれている方式である。

【0004】 スペクトラム拡散変調方式は送受信機間で用いる符号を知らない限り復調できないため、複数の符号をうまく選択することにより、同じ周波数帯域を使用して複数の通信を同時に行うことができる。したがって、スペクトラム拡散変調方式はデジタル多重通信方式の中でも、チャネルの利用効率が高く、妨害波に強くかつ秘話性に優れているなどの特徴を持っている。

【0005】 一般にスペクトラム拡散変調方式は特開昭 60-148245 号公報 (文献 1) や特開平 3-76333 号公報 (文献 1) に記載された直接拡散 (Direct Sequence; DS) 方式と周波数ホッピング (Frequency Hopping; FH) 方式とに分けられる。DS 方式はデータに 10 数倍から数百倍の符号をかけて周波数帯域を 10 数倍から数百倍広げる方式であり、FH 方式は使用周波数帯域を 10 数から数百チャネルに分割し、定められた符号パターンに従って使用チャネルを切替える方式である。

【0006】 文献 1、2 記載の DS 方式の従来の第 1 のスペクトラム拡散送信機をブロックで示す図 6 を参照すると、この従来の第 1 のスペクトラム拡散送信機は、シリアルなデータ信号 DS をシリアルパラレル変換しパラレルデータ信号 DP を出力する S/P 変換器 1 と、パラレルデータ信号 DP を同相位相 I と直交位相 Q とから成る I-Q 座標にマッピングし I 信号 ID、Q 信号 QD を生成する信号マッピング回路 3 と、拡散符号 PN の供給にตอบสนองして I、Q 信号 ID、QD の各々を二次拡散し拡散データ信号 IP、QP を生成する二次拡散回路 4 と、拡散データ信号 IP、QP の各々を低域濾波し波形整形して拡散信号 FI、FQ を生成する低域通過フィルタ (LPF) 51、52 を含む LPF 回路 5 と、拡散信号 FI、FQ で所定の搬送波信号を変調して送信信号 TD として送信する送信回路 6 と、拡散符号 PN を発生する拡散符号発生回路 8 とを備える。

【0007】 送信回路 6 は送信信号 TD を出力する終段アンプ 61 と、搬送波信号 C を発生する搬送波信号発振器 62 と、搬送波信号 C を $\pi/2$ 移相する $\pi/2$ 移相器 63 とを備える。

【0008】次に、図6を参照して、従来の第1のスペクトラム拡散送信機の動作について説明すると、まず、データ信号DSはS/P変換器1でシリアルパラレル変換され、パラレルデータ信号DPとして信号マッピング回路3に供給される。信号マッピング回路3はパラレルデータ信号DPをI-Q座標にマッピングし、I信号ID、Q信号QDを生成して、二次拡散回路4に供給する。二次拡散回路4は排他的論理和回路であり、I、Q信号ID、QDの各々を拡散信号発生回路8からの拡散符号PNの供給にตอบสนองして二次拡散し、拡散データ信号IP、QPを生成して、LPF回路5に供給する。通常拡散符号PNとして用いられる符号はBarker符号に代表されるM系列符号などの直交性の強い符号である。LPF5は拡散データ信号IP、QPの各々を低域濾波・波形整形し拡散信号FI、FQを生成して送信回路6に供給する。送信回路6は、拡散信号FI、FQの供給にตอบสนองして搬送波信号発振器62からの搬送波信号を変調し、この変調信号を終段アンプ61で所定の送信電力まで増幅し送信信号TDとして送信する。

【0009】通常、二次拡散回路4ではI、Q信号ID、QDの各々に同時に二次拡散符号の0または1を掛け合わせるので搬送波の位相は二次拡散符号によって180°反転する。すなわち、二次拡散の変調方式は、二位相偏移変調(BPSK)と呼ばれる方式である。

【0010】データ信号00を送信する場合のI、Q信号の各座標点(信号点)配置図の例を示す図7を参照すると、このデータ信号00は信号マッピング回路で信号点(0,0)にマッピングされた後、二次拡散回路によって信号点(0,0)と(1,1)とを往復する。この動作に同期して搬送波の位相は180°変化する。

【0011】復調信号は送信機と同一拡散符号を送信機に同期した周期で逆拡散することにより得られる。逆に異なる拡散符号による逆拡散では復調できないことを利用し、異なる拡散符号を用いることにより、同時に複数の異なる通信を同一周波数帯域上で実現できる。

【0012】受信機においては、通常、送信機とは異なるクロックで動作しているため、正確な復調をするためにはまず送信信号からデータ信号の変調クロックを再生・同期させる機能を必要とする。一般に、DS方式スペクトラム拡散信号のクロック再生では二次拡散符号に適合させたマッチドフィルタを用いる。マッチドフィルタは表面弾性波素子(SAW)やデジタルフィルタを用い、入力信号中に予め決められたパターンを検出すると一致信号を出力する。具体的には、二次拡散符号を記憶したマッチドフィルタにDS方式のスペクトラム拡散信号を入力すると、丁度二次拡散符号との同期毎に一致信号が出力し、これを復調器の後述するシンボルクロックに用いる。

【0013】ここで、DS方式スペクトラム拡散変調で使用される各部のクロック等の名称について説明する

と、入力データの転送単位はビットと呼び、これを制御するクロックをビットクロックと呼ぶ。nビットのデータ信号の周期をシンボルと呼び、これを制御するクロックをシンボルクロックと呼ぶ。図7の信号マッピング回路3等はシンボルクロックで制御される。二次拡散信号の1ビット周期をチップと呼び、これを制御するクロックをチップクロックと呼ぶ。図7の拡散信号発生回路8はチップクロックで制御される。通常、チップクロックはシンボルクロックの(拡散符号数)倍の周波数である。すなわち、2MbpsのデータをQPSK変調の一次変調方式、11チップの拡散符号で二次拡散して送信する場合、ビットクロックは2MHz、シンボルクロックは1MHz、チップクロックは11MHzとなる。

【0014】DS方式スペクトラム拡散送信機の二次拡散に用いられる変調方式には上記BPSKの他に4相位相偏移変調(QPSK)などがある。

【0015】上記従来の第1のスペクトラム拡散送信機の欠点は図7に示すように位相が180°変化する、すなわち変調波の振幅が0となる点を通ることである。変調波の振幅レベルが大きく変化すると送信機の電力増幅器の非線形歪により周波数帯域幅の増加を招く。この抑圧のためには線形電力増幅器などの非線形歪が小さい電力増幅器を使用しなければならないので、電力効率の低下や出力レベルの低下を余儀なくされる。したがって、二次変調波の振幅が0にならない変調方式が電力効率の優れた送信方式として望まれる。

【0016】二次変調波の振幅が0にならない変調方式を有する特開平6-232838号公報(文献3)記載の従来の第2のスペクトラム拡散送信機を図6と共通の構成要素には共通の参照文字/数字を付して同様にブロックで示す図8を参照すると、この従来の第2のスペクトラム拡散送信機の前述の従来の第1のスペクトラム拡散送信機との相違点は、入力信号DPを直接二次拡散する二次拡散回路4Aと信号マッピング回路3Aとの間に、二次拡散データが0ならば左回りに1ならば右回りにそれぞれ遷移するように処理することにより二次変調信号の0点通過すなわち対角点遷移を禁止する対角点遷移禁止回路20を備え、I、Q信号の各々の遷移時間をずらすことにより、二次変調波の位相が180°変化することを避けている。

【0017】対角点遷移禁止回路20は、一方の入力に上記二次拡散データおよびその反転データがそれぞれ供給される排他的論理和回路21、22と、上記二次拡散データを反転し上記反転データを生成するインバータI21と、排他的論理和回路22、21の各々の他方の入力に出力を供給するDフリップフロップF21、F22とを備え、排他的論理和回路21、22の各々は右、左の各々回りの遷移処理データを信号マッピング回路3Aに供給する。したがって、二次拡散信号は等価的に1/2に分周される。

【0018】従来の第2のスペクトラム拡散送信機の信号点遷移を示す図9を参照すると、この図ではI、Q各々の信号の変化に対応する遷移を実線および点線でそれぞれ示す。このように二次変調波の振幅が0の点を通ることはないで送信電力増幅器の非線形歪の影響を受けにくい。

【0019】しかし、この従来の第2のスペクトラム拡散送信機は、I、Qの遷移時間をずらすことにより、振幅が0になる点の通過を避けるために変調信号に上記遷移の一つ前の配置信号の情報を掛合せている。そのため、受信機でも遷移一つ前の配置信号を掛合せて所要の現時間の変調信号を復調する。このため、一般的な、マッチドフィルタを使用したクロック再生ができない。この理由は、クロック再生のためには最初の配置情報が必要であり、その配置情報を得るためにはクロック再生が必要であるためである。文献3では送信信号のクロックと同期した後の復調方法が示されているが、最初に必要なクロック再生方法が示されていない。

【0020】また、一般に無線通信ではクロック再生のために通信対象データの前にプリアンプルデータを付加する。プリアンプルデータは予めわかっている単純なデータであり、このデータの送信期間内に受信側でクロック再生や同期が行われる。文献3の例のクロック再生の困難という問題はこのプリアンプルデータの送信期間の増大要因となる。このプリアンプルデータ送信期間中は本来の送信データが送れないので、この期間が長いということはデータ通信のスループットが低いということになる。

【0021】これらの技術の他に変調方式そのものが振幅が0になる点を通らないものがある。このような変調方式として最小位相偏移変調(MSK)、連続位相周波数偏移変調(CQPSK)、オフセットQPSK(OPQSK)などが知られている。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の第1のスペクトラム拡散送信機は、変調波の振幅が0となる点を通ることにより変調波の振幅レベルが大きく変化するので非線形歪の抑圧のため線形電力増幅器などの非線形歪の小さい電力増幅器を使用する必要があり、電力効率の低下や出力レベルの低下を余儀なくされるという欠点があった。

【0023】この欠点を緩和した従来の第2のスペクトラム拡散送信機は、I、Q信号に二次拡散符号と一つ前の配置信号が掛合されているため、受信機における一般的なマッチドフィルタを使用したクロック再生が困難であり、クロック再生回路が複雑化するとともに、クロック再生期間を確保するためのプリアンプルデータの送信期間の増大要因となり、したがって、データ通信のスループット低減要因となるという欠点があった。また、二次拡散符号を2分周するために送信信号の拡散率が1/

2となってしまう、同一拡散符号を用いる他のDS方式スペクトラム拡散受信機と同じ性能を維持するためには2倍のクロック周波数を使用する必要があり、設計の困難さが増すと同時に消費電力の増大要因となるという欠点があった。

【0024】さらに、変調方式そのものが振幅0の点を通過しない特徴を持つMSK、CPFSK、OQPSKの各方式の従来のスペクトラム拡散送信機は、いずれも受信機側のクロック再生が複雑になるという欠点があった。

【0025】

【課題を解決するための手段】本発明のスペクトラム拡散送信機は、データ信号を同相位相と直交位相とから成る同相直交座標系にマッピングし同相データ信号と直交データ信号とを生成する信号マッピング回路と、第1および第2の拡散符号の供給にตอบสนองして前記同相データ信号および直交データ信号の各々を掛合せて二次拡散し同相および直交拡散データ信号の各々を生成する二次拡散回路とを備え、前記同相および直交拡散データ信号の各々を変調信号とし搬送波信号を前記同相直交座標系で表す変調信号配置の原点を通らないように変調して送信信号を生成するスペクトラム拡散送信機において、連続する入力データ信号をnビット毎のシンボルに分割しこのシンボルの各ビット値の組合せによって前記変調信号を前記変調信号配置における 2^n の信号点に配置する 2^n 相位相偏移変調手段を備えて構成されている。

【0026】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態を図6と共通の構成要素には共通の参照文字/数字を付して同様にブロックで示す図1を参照すると、この図に示す本実施の形態のスペクトラム拡散送信機は、従来と共通のS/P変換器1と、二次拡散回路4と、LPF回路5と、送信回路6と、拡散符号発生回路8とに加えて、信号マッピング回路3の代りにQPSK方式対応の信号座標にマッピングする信号マッピング回路3Bと、パラレルデータDPを1シンボルクロック分遅延する遅延回路2と、信号DPのビット値の組合せに対応して所定値のプリフェッチ(先読)信号Pを出力するプリフェッチ回路7と、プリフェッチ信号Pおよびその反転信号PBの各々と拡散符号PNとの論理積をとりAND拡散符号APN、APNBとを生成する拡散符号処理回路9とを備える。

【0027】拡散符号処理回路9は、プリフェッチ信号Pを反転して反転プリフェッチ信号PBを生成するインバータI91と、信号P、PBの各々と拡散符号PNとの論理積をそれぞれとり信号APN、APNBを生成するAND回路G91、G92とを備える。

【0028】次に、図1を参照して本実施の形態の動作について説明すると、S/P変換器1は、入力したデータ信号DPを1シンボル2ビット単位でシリアル/パラ

10

20

30

40

50

レル変換し生成したパラレルデータ信号DPを遅延回路7とプリフェッチ回路7とに供給する。遅延回路2は供給を受けた信号DPを1シンボルクロック分、すなわちデータ信号DSの2ビット分遅延し遅延信号DDPを生成し、信号マッピング回路3Bに供給する。信号マッピング回路3Bはこの遅延信号DDPをQPSKの信号座標にマッピングし、I、Q信号IDP、IDQを生成して、二次拡散回路4のI、Qの各々用の拡散回路41、42に供給する。一方、プリフェッチ回路7は供給を受けたデータ信号DPのビット値の組合せにより、00または01の場合は1、10または11の場合は0を出力するように変換してプリフェッチ信号Pを生成する。拡散符号処理回路9は、このプリフェッチ信号Pの供給にตอบสนองしてその反転信号PBを生成し、これら信号P、PBの各々と拡散信号発生回路8からの拡散符号PNとの論理積を取りそれぞれ信号APN、APNBを生成して、拡散回路41、42にそれぞれ供給する。拡散回路41、42の各々は、これら信号IDPとAPN、信号QDPとAPNBとの排他的論理和演算を行いそれぞれ二次拡散信号IP、QPを生成する。LPF51、52はこれら二次拡散信号IP、QPを波形整形し、信号FIP、QIPを生成して送信回路6に供給する。送信回路6は、従来と同様に、拡散信号FIP、FIQの供給にตอบสนองして搬送波信号発振器62からの搬送波信号を変調し、この変調信号を終段アンプ61で所定の送信電力まで増幅し送信信号TDとして送信する。

【0029】本実施の形態の信号点配置の一例を示す図2を併せて参照すると、I、Qの座標で示すデータ信号00は信号マッピング回路3Bで信号点(0, 0)に配置され、この信号点を基準に二次拡散される。この時、次データ信号が00または01の場合、信号点(0, 1)と先の信号点(0, 0)との間の位相は点線で示すように変化する。同様に次データ信号が10または11の場合、信号点(1, 0)と先の信号点(0, 0)との間の位相は実線で示すように変化する。すなわち、両方の場合共位相の変化が振幅0となる点を通過しないので変調波の振幅レベルの変化が小さい。

【0030】さらに本実施の形態のスペクトラム拡散送信機の送信信号を受信する受信回路は従来のDS方式スペクトラム拡散送信機の受信回路を何ら変更する必要はない。すなわち、従来のデジタルフィルタを用いた相関器やクロック再生回路をそのまま適用でき、データ送信に前置されるブリアンブルデータも公知のものを何ら変更する必要はない。

【0031】次に、本発明の第2の実施の形態を図1と共通の構成要素には共通の参照文字/数字を付して同様にブロックで示す図3を参照すると、この実施の形態の前述の第1の実施の形態との相違点は、一次変調方式として8PSKを使用し、排他的論理和回路を用いた二次拡散回路4の代りに 90° 、 -90° の各々の制御端子を

有する 90° 位相変換器を用いた二次拡散回路4Aを備えることである。

【0032】図3を参照して本実施の形態の動作について説明すると、S/P変換器1は、入力したデータ信号DPを1シンボル3ビット単位でシリアル/パラレル変換し生成したパラレルデータ信号DPを遅延回路7とプリフェッチ回路7とに供給する。遅延回路7は信号DPを1シンボルクロック分(すなわち、3ビットクロック分)遅延し、信号DPPを信号マッピング回路3Bに供給する。信号マッピング回路3Bは信号DPPを8PSKの信号座標にマッピングし、信号IDP、QDPを生成し、二次拡散回路4Aに供給する。二次拡散回路4Aは入力したマッピング信号IDP、QDPの各々を 90° 、 -90° の各々の制御端子入力値が1の時はそれぞれ位相を $+90^\circ$ 、 -90° 回転した信号を出力する機能を持っている。一方、プリフェッチ回路7は、入力データ信号DPのビット値の組合せによって000、001、010または011の場合はプリフェッチ信号Pの値1を、100、101、110または111の場合は信号Pの値0をそれぞれ出力するように変換する。拡散符号処理回路9は、このプリフェッチ信号Pの供給にตอบสนองしてその反転信号PBを生成し、これら信号P、PBの各々と拡散信号発生回路8からの拡散符号PNとの論理積を取りそれぞれ信号APN、APNBを生成して、二次拡散回路4Aの 90° 、 -90° の各々の制御端子にそれぞれ供給する。二次拡散回路4Aは、拡散信号IP、QPを生成し、以下第1の実施の形態と同様にLPF回路5、送信回路6を経由して送信信号TDを送信する。

【0033】本実施の形態の信号点配置の一例を示す図4を併せて参照すると、I、Qの座標で示すデータ信号000は信号マッピング回路3Bで信号点(0, 0, 0)に配置され、この信号点を基準に二次拡散される。この時、次データ信号が000、001、010または011の場合、信号点(0, 1, 0)と先の信号点(0, 0, 0)との間を点線で示すように位相が変化する。同様に次データ信号が100、101、110または111の場合、信号点(1, 1, 0)と先の信号点(0, 0, 0)との間を実線で示すように位相が変化する。

【0034】同様に、本発明を一次変調方式として 2° 相位相偏移変調(2° PSK)を使用するように拡張することも、本発明の主旨を逸脱しない限り適用できることは勿論である。

【0035】この 2° PSKを一次変調方式に用いた場合の信号点配置の一例を示す図5を併せて参照すると、I、Qの座標で示すデータ信号000...0は信号マッピング回路3Bで信号点(0, 0, 0, ..., 0)に配置され、この信号点を基準に二次拡散される。この時、次データが000...0, 000...1, ..., 011...1の場

合、信号点(0, 1, 0, ..., 0)と先の信号点(0, 0, 0, ..., 0)との間を点線で示すように位相が変化する。同様に、次データが100...0, 100...1, ..., 111...1の場合、信号点(1, 1, 0, ..., 0)と先の信号点(0, 0, 0, ..., 0)との間を実線で示すように位相が変化する。

【0036】本発明を説明するに当たり、一次拡散I, Q信号をプリフェッチした1シンボルクロック分の次データにより、 90° または -90° の位相変化を選択して二次拡散する例で説明したが、この二次拡散用の拡散

【0037】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のスペクトラム拡散送信機は、シンボルの各ビット値の組合せによって変調信号を2ⁿの信号点に配置する2ⁿ相位相偏移変調手段を備えることにより、二次拡散での位相変化時に振幅の0の点の通過を回避し、変調波の振幅変動を抑圧できるので、非線形歪が大きいが電力効率の高い電力増幅器の使用を可能とし、電力効率の向上や出力レベル

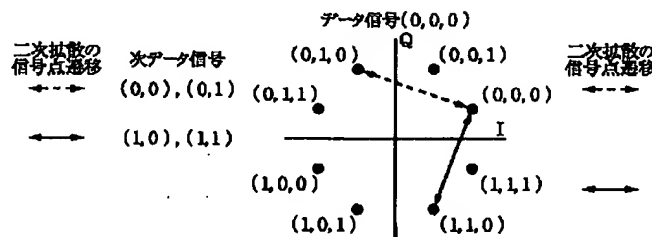
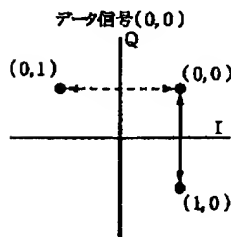
【0038】また、送信フォーマットを変更することがないので、従来の受信方式を変更する必要がなく、ディジタルフィルタによる相関器やクロック再生回路をそのまま適用できるという効果がある。

【0039】さらに、データ送信に先がけて送るプリアンブルデータもそのままよいので、本発明の適用による特別なスループット低下はないという効果がある。

【0040】さらに、従来の第2のスペクトラム拡散送信機のような送信信号のスペクトラム拡散率の低下要因

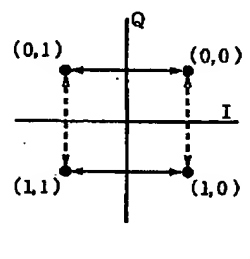
【図面の簡単な説明】

【図2】



【図4】

【図9】



* 【図1】本発明のスペクトラム拡散送信機の第1の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】本実施の形態のスペクトラム拡散送信機における動作の一例を示す信号点配置図である。

【図3】本発明のスペクトラム拡散送信機の第1の実施の形態を示すブロック図である。

【図4】本実施の形態のスペクトラム拡散送信機における動作の一例を示す信号点配置図である。

【図5】2ⁿPSKを一次変調方式に用いた場合の動作の一例を示す信号点配置図である。

【図6】従来の第1のスペクトラム拡散送信機を示すブロック図である。

【図7】従来の第1のスペクトラム拡散送信機における動作を示す信号点配置図である。

【図8】従来の第2のスペクトラム拡散送信機を示すブロック図である。

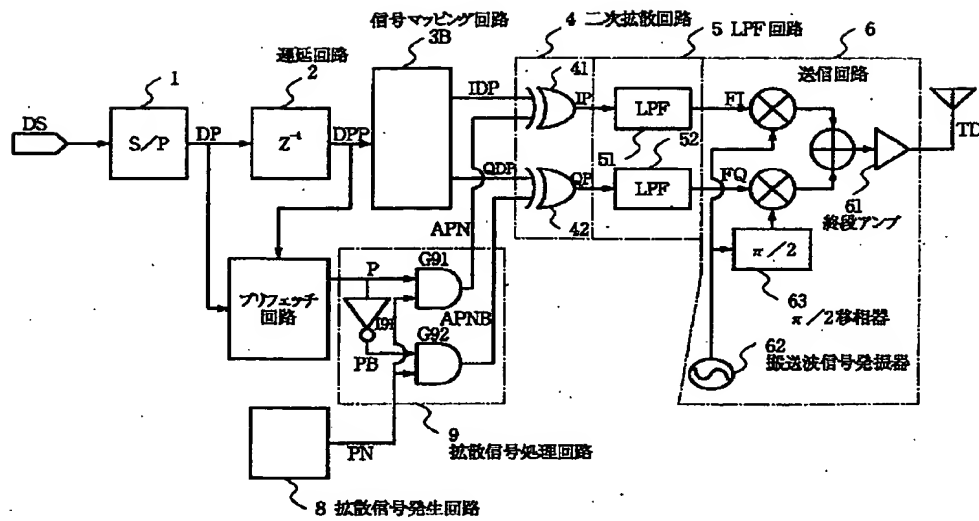
【図9】従来の第2のスペクトラム拡散送信機における動作を示す信号点配置図である。

【符号の説明】

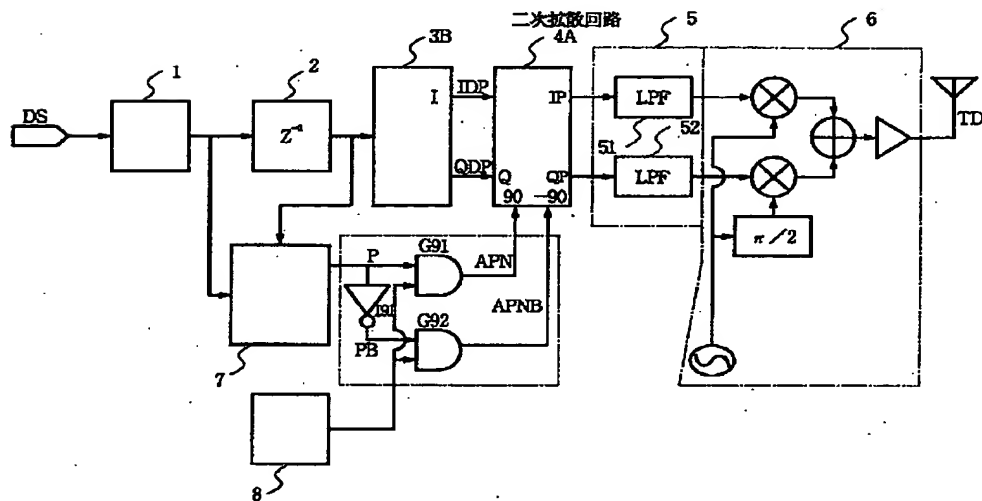
- 1 S/P変換器
- 2 遅延回路
- 3, 3A, 3B 信号マッピング回路
- 4, 4A 二時拡散回路
- 5 LPF回路
- 6 送信回路
- 7 プリフェッチ回路
- 8 拡散信号発生回路
- 9 拡散信号処理回路
- 20 対角線遷移禁止回路
- 21, 22 排他的論理和回路
- 41, 42 拡散回路
- 51, 52 LPF
- 61 終段アンプ
- 62 搬送波信号発振器

*

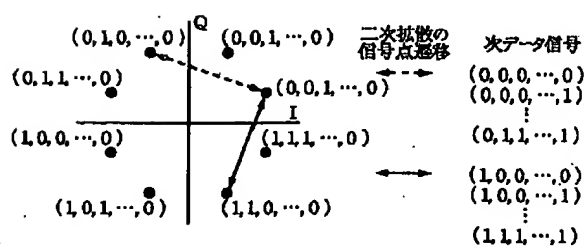
【図1】



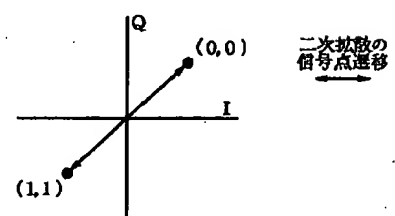
【図3】



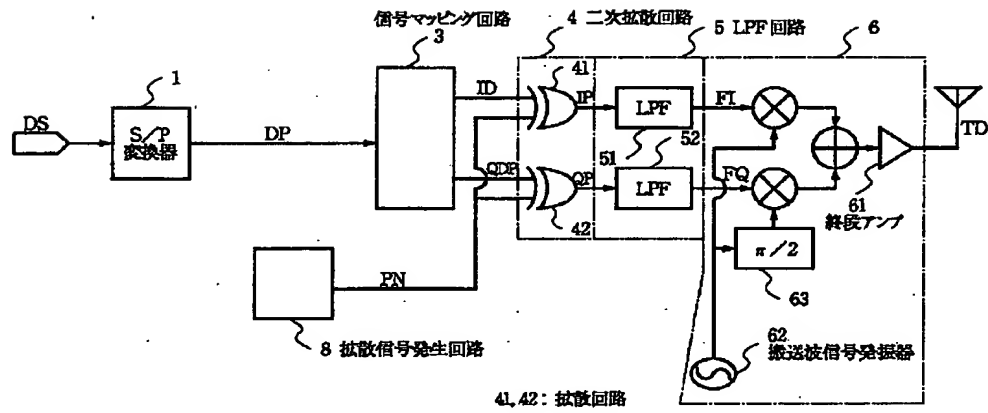
【図5】



【図7】



【図6】



【図8】

